

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problems Mailbox.**

THIS PAGE BLANK (USPTO)

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 10-098444

(43)Date of publication of application : 14.04.1998

(51)Int.Cl H04J 13/00

(21)Application number : 08-271858

(71)Applicant : AZEYANAGI KATSUYOSHI
TOYO COMMUN EQUIP CO LTD
SUEHIRO NAOKI

(22)Date of filing : 20.09.1996

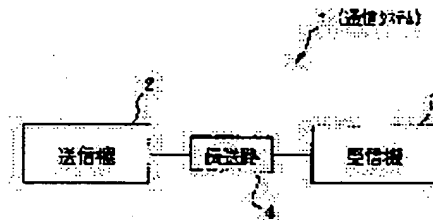
(72)Inventor : SUEHIRO NAOKI
AZEYANAGI KATSUYOSHI
NAITO TOSHIKATSU

(54) 2-PHASE/4-PHASE MODULATED COMBLINE SPREAD SPECTRUM COMMUNICATION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To simplify the configuration of communication equipment by providing a basic system composed of 2-phase or 4-phase chips and additionally copying the plural rear and front chips of a finite length period system outside the front and rear parts of the finite length period system provided by repeating one or plural systems as above.

SOLUTION: A communication system 1 is provided with the basic system composed of 2-phase or 4-phase chips on the side of transmission when performing communication between communication equipment 2 and a receiver 3 through a transmission line 4. Outside the front and rear parts of the finite length cycle system of combined spectrum provided by repeating one or plural such systems, the plural rear and front chips of the finite length period system are additionally copied. Thus, an expanded frame is constituted and on the side of reception, this frame is demodulated by using the matching filter of the finite length period system before expansion.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 13.10.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japanese Patent Office

4-00000001

4-00000001

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-98444

(43) 公開日 平成10年(1998) 4月14日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

審査請求 未請求 請求項の数 4 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平8-271858

(22) 出願日 平成 8 年 (1996) 9 月 20 日

(71) 出願人 592152484

畔柳 功芳

東京都東大和市桜が丘 3-44-14

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社

神奈川県高座郡寒川町小谷 2 丁目 1 番 1 号

(71) 出願人 593113846

末広 直樹

茨城県つくば市吾妻 3-18-14

(72) 発明者 末広 直樹

茨城県つくば市竹園 3-6-305-103

(74) 代理人 弁理士 鈴木 均

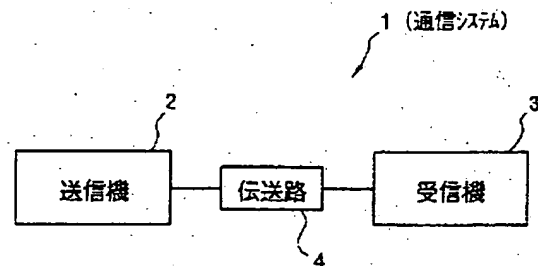
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 2 相・4 相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式

(57) 【要約】

【課題】 本発明は 2 相信号または 4 相信号を使用することによって、通信装置の構成を簡単にする。

【解決手段】 伝送路 4 を介して、送信機 2 と、受信機 3 との間で通信を行なう際、送信側において、2 相または 4 相のチップからなる基本系列を準備し、この基本系列を 1 個ないし複数個、繰り返して得られる、スペクトラムが櫛歯状になる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の 1 ないし複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側では、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて復調する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 2相または4相のチップからなる基本系列を準備し、この基本系列を1個ないし複数個、繰り返して得られる、スペクトラムが櫛歯状になる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側では、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて復調する、ことを特徴とする2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式。

【請求項2】 請求項1に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、各ユーザ毎に異なる搬送波を割り当て、割り当てられた各搬送波に対し、変調スペクトルが櫛歯状となる2相信号または4相信号を割り当てる、ことを特徴とする2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式。

【請求項3】 請求項1または2に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、前記基本系列を2相直交系列または4相直交系列、あるいは多相直交系列として、受信側の整合フィルタから出力される主パルスの近傍にサイドローブが発生しないようにして、耐マルチパス特性を強化する、ことを特徴とする2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式。

【請求項4】 請求項1に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、前記拡張送信フレームを複数種類用意して符号語とする、ことを特徴とする2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、チャネル間干渉を低減するようにした2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式に関する。

【0002】

【従来の技術】本出願人は、チャネル間干渉が無い信号設計法として、既に多相有限長（疑似周期）系列となる信号を使用した近似同期CDMAシステムを発表している。この信号設計方法では、各チャネル間の干渉を無くすることができることから、各チャネルの信号を効率良く分離して再生することができるという利点がある。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来の近似同期CDMAシステムにおいては、多相直交系列を使用して信号を設定することから、各チャネル上の信号が2相信号（+、-で表わされる信号）や4相信号（+、-、j、-jで表わされる信号）になっておらず、その分だけ、通信装置の構成が複雑になってしまう

という問題があった。本発明は上記の事情に鑑み、請求項1では、2相信号または4相信号を使用することによって、通信装置の構成を簡単にすることができる2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式を提供することを目的としている。また、請求項2では、2相信号または4相信号を使用して、各ユーザ毎に異なる搬送波を割り当てることのできる2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式を提供することを目的としている。また、請求項3では、2相信号または4相信号を使用して、受信側の整合フィルタから出力される信号中の主パルス近傍にサイドローブが発生しないようにすることのできる2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式を提供することを目的としている。また、請求項4では、2相信号または4相信号を使用して、複数の符号語を作ることのできる2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式を提供することを目的としている。

【0004】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために本発明による2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式は、請求項1では、2相または4相のチップからなる基本系列を準備し、この基本系列を1個ないし複数個、繰り返して得られる、スペクトラムが櫛歯状になる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側では、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて復調することを特徴としている。また、請求項2では、請求項1に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、各ユーザ毎に異なる搬送波を割り当て、割り当てられた各搬送波に対し、変調スペクトルが櫛歯状となる2相信号または4相信号を割り当てることを特徴としている。また、請求項3では、請求項1または2に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、前記基本系列を2相直交系列または4相直交系列、あるいは多相直交系列として、受信側の整合フィルタから出力される主パルスの近傍にサイドローブが発生しないようにして、耐マルチパス特性を強化することを特徴としている。また、請求項4では、請求項1に記載の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式において、前記拡張送信フレームを複数種類用意して符号語とすることを特徴としている。

【0005】

【発明の実施の形態】まず、本発明による近似同期CDMAシステムの詳細な説明に先だって、本発明の2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式の基本技術を説明する。

《序文》まず、本発明者は、相互チャネル干渉なしで可能な同期CDMAシステム用の信号設定方法として、文献「N.Suehiro, "Approximately synchronized CDMA system without co-channel interference using pseudo-

periodic sequences", Proceedings of International Symposium on Personal Communications'93-Nanjing, Oct. 1993」、文献「N.Suehiro, "A signal design without co-channel interference for approximately synchronized CDMA systems", IEEE Journal of Selected Areas in Communications, June 1994」、文献「N.Suehiro, "Signal design for approximately synchronized CDMA systems without co-channel interference", Proceedings of ISSSTA94, July 1994」を発表している。また、近似同期CDMAシステムを含むCDMAシステムにおいて、良好な情報通信レートを実現するための符号付加系列として、文献「N.Suehiro, "Signal design for CDMA by coded addition of sequences", Technical Report of IEICE, vol. IT-, May 1994」、文献「N.Suehiro, "Signal design for approximately synchronized CDMA systems without co-channel interference", Proceedings of ISSSTA94, July 1994」、文献「N.Suehiro, "New signal design method by coded addition of sequences", Proceedings of ISIT, Sept. 1995」を発表している。これらの各文献で使用する信号は、基本直交系列が多相直交系列である場合に、検出サイドローブを持たないという極めて大きな特徴を持っている。以下、この特徴について、詳細に説明する。まず、装置的には、多相信号よりも、2相信号あるいは4相信号の方がより効果的であることから、検出サイドローブや相互チャネル干渉を持たないで、良好な情報通信レートを持つ近似同期CDMAシステム用の2相信号あるいは4相信号の設定方法について説明する。既に、提案している信号設定方法の理論では、送信機および受信機の各組（一般には、ベースステーション）において、情報の搬送手段として、2相あるいは4相系列を使用する。このとき、相互チャネル干渉は、受信機側の搬送手段として、多相系列で現われる。また、その相互チャネルインタフェースは受信機側の感度に影響を与えない。しかしながら、前記相互チャネル干渉信号は、その送信機側搬送手段としては、2相信号あるいは4相信号になる。

【0006】《相互チャネル干渉を持たない近似同期CDMAシステム用信号の設定方法》

＜擬似周期系列＞まず、以下に述べる詳細な説明に先立って、擬似周期系列の概念について、その概要を説明する。周期系列の相関特性は、有限長系列のものより設計が容易である。ここで、

$$A = (a_0, a_1, \dots, a_{N-1})$$

を、良好な周期相関特性を持つように設計された長さNの有限長系列とし、

$$A' = (a_{N-L}, \dots, a_{N-1}, a_0, \dots, a_{N-1}, a_0, \dots, a_{L-1})$$

を、その中央部分に、前記有限長系列Aと一致する長さNの部分を持つ長さN+2Lの有限長系列とする。この場合、この有限長系列A'における長さLの最初の要素は、前記有限長系列Aにおける長さLの最後の要素と一致する。一方、前記有限長系列A'における長さLの最後の要素は、前記有限長系列Aにおける長さLの最初の要素と一致する。したがって、前記有限長系列A'はNの擬似周期を有する有限長系列になる。前記有限長系列A'が前記有限長系列Aにマッチするフィルタに入力された場合、このフィルタから出力される、長さ2N+2L-1の出力信号が前記有限長系列A'と、前記有限長系列Aとの相互相関関数に対応し、前記出力信号における長さ2L+1に当たる中央部分が-Lシフト期間からLシフト期間までの周期系列 "...AAA..." の自己相関関数と一致する。また、Bを長さLの有限長系列とし、前記有限長系列A'を前記有限長系列Bにマッチしたフィルタに入力した場合、上述した場合と同様に、前記フィルタから出力される出力信号における長さ2L+1に当たる中央部分が2つの周期系列 "...AAA..."、"...BBB..." の間の相互相関関数と一致する。ここでは、前記有限長系列A'を長さN+2Lの擬似周期系列と呼び、前記有限長系列Aを長さNの擬似周期系列と呼ぶ。

【0007】＜相互相関を持たない周期系列の設定＞本発明者は、かつて相互相関を持たない周期系列の設定方法について提案した。ここで、この設定方法について、その概要を再度、説明する。まず、Aと、Bとを各々、周期系列を表わすサイクルマトリックスとすると、これらサイクルマトリックスA、Bと、対角マトリックスC、Dとが次式に示す関係になり、

$$A = F^{-1} C F$$

$$B = F^{-1} D F$$

但し、F：DFT（デジタルフーリエ変換）マトリックス

サイクルマトリックスA、Bで表わされた周期系列間の相互相関関数が次式で表わされる。

【数1】

$$A \cdot \overline{B} = F^{-1} C \overline{D} F \quad \dots (1)$$

そして、この式(1)の右辺にある対角マトリックス、すなわち、

【数2】

$$\text{対角マトリックス } C, \overline{D}$$

における全ての対角要素が0である場合、サイクルマトリックスA、B間の相互相関関数が全ての項で0になる。例えば、(1, 1, W₃) が直交系列であることから、

【数3】

$$\begin{aligned}
 & F_{11}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ W_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & W_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & W_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & W_3 \end{bmatrix} \\
 & = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_{12}^1 & W_{12}^1 & W_{12}^1 & W_{12}^1 \\ W_{12}^1 & W_{12}^2 & W_{12}^3 & W_{12}^4 \\ W_{12}^5 & W_{12}^{11} & W_{12}^1 & W_{12}^3 \\ W_{12}^1 & W_{12}^4 & W_{12}^7 & W_{12}^{10} \\ W_{12}^1 & W_{12}^5 & W_{12}^9 & W_{12}^1 \\ W_{12}^9 & W_{12}^2 & W_{12}^7 & W_{12}^0 \\ W_{12}^1 & W_{12}^7 & W_{12}^1 & W_{12}^7 \\ W_{12}^1 & W_{12}^9 & W_{12}^3 & W_{12}^{10} \\ W_{12}^9 & W_{12}^5 & W_{12}^1 & W_{12}^9 \\ W_{12}^1 & W_{12}^{10} & W_{12}^7 & W_{12}^4 \\ W_{12}^1 & W_{12}^{11} & W_{12}^9 & W_{12}^7 \\ W_{12}^9 & W_{12}^5 & W_{12}^7 & W_{12}^0 \end{bmatrix} \quad \dots (2) \\
 & \text{但し、} W_N: W_N = \exp\left(\frac{2\pi\sqrt{-1}}{N}\right)
 \end{aligned}$$

F: 12点のDITFマトリックス

そして、この式(2)の右側マトリックスの列によって、4つの多相周期系列を得ることができ、これら4つの多相周期系列における、どの両者間の相互相関関数も全ての項が0になり、これらのスペクトラムにおける対応する項の乗算結果が全ての項において0になる。

【0008】《微小シフト時における相互相関、自己相関サイドローブを持たない周期的系列セット》また、

(1、1、 W_3)が直交系列であることから、式(2)の左側マトリックス中にある4つの列の各々が直交系列になる。ここでは、基本直交系列である(1、1、 W_3)と同じ役割を持つものを直交系列と呼ぶ。これら4相周期的系列の自己相関関数は以下に示すようになる。

【数4】

$$\begin{aligned}
 & (1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 0, 0) \\
 & (1, 0, 0, j, 0, 0, -1, 0, 0, -j, 0, 0) \\
 & (1, 0, 0, -1, 0, 0, 1, 0, 0, -1, 0, 0) \\
 & (1, 0, 0, -j, 0, 0, -1, 0, 0, j, 0, 0)
 \end{aligned}$$

$$\text{但し、} j: j = \sqrt{-1}$$

そして、擬似周期信号として使用したとき、これらの自己相関関数は、信号受信と、マルチパス信号とを分離するのに、良好な特性を持っている。さらに、基本直交系列が多相直交系列であるとき、多相周期系列セットが相

互相関を持たず、さらに小さなシフトにおいても、自己相関サイドローブを持たない。以下、この点について、以下に詳述する。まず、(a_0 、 a_1 、 a_2)を周期3の多相系列とし、(c_0 、 c_1 、 c_2)を周期3の直交

系列とすれば、
【数5】

$$F_3 \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix}$$

となる。
【数6】

$$\sqrt{2} F_3^{-1} \begin{bmatrix} c_0 \\ 0 \\ c_1 \\ 0 \\ c_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

と、
【数7】

$$\sqrt{2} F_3^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ c_0 \\ 0 \\ c_1 \\ 0 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_0^0 a_0 \\ w_0^1 a_1 \\ w_0^2 a_2 \\ w_0^3 a_0 \\ w_0^4 a_1 \\ w_0^5 a_2 \end{bmatrix}$$

とを比較すれば、
【0009】ここで、
($a_0, a_1, a_2, a_0, a_1, a_2$)
の自己相関関数が、
【数8】

$$F_3^{-1} \begin{bmatrix} c_0 \overline{c_0} \\ 0 \\ c_1 \overline{c_1} \\ 0 \\ c_2 \overline{c_2} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_0 \\ e_1 \\ e_2 \\ e_0 \\ e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

として表わされる場合、
($w_0^0 a_0, w_0^1 a_1, w_0^2 a_2, w_0^3 a_0, w_0^4 a_1, w_0^5 a_2$)
の自己相関関数は、
【数9】

$$F_3^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ c_0 \overline{c_0} \\ 0 \\ c_1 \overline{c_1} \\ 0 \\ c_2 \overline{c_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_0^0 e_0 \\ w_0^1 e_1 \\ w_0^2 e_2 \\ w_0^3 e_0 \\ w_0^4 e_1 \\ w_0^5 e_2 \end{bmatrix}$$

となる。ここで、 $e_1 = e_2 = 0$ であれば、

【数10】

$$\begin{bmatrix} c_0 \overline{c_0} \\ 0 \\ c_1 \overline{c_1} \\ 0 \\ c_2 \overline{c_2} \\ 0 \end{bmatrix} = F_3 \begin{bmatrix} e_0 \\ 0 \\ 0 \\ e_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 2e_0 \\ 0 \\ 2e_0 \\ 0 \\ 2e_0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

となり、さらに
【数11】

$$\begin{bmatrix} 0 \\ c_0 \overline{c_0} \\ 0 \\ c_1 \overline{c_1} \\ 0 \\ c_2 \overline{c_2} \end{bmatrix} = F_3 \begin{bmatrix} e_0 \\ 0 \\ 0 \\ -e_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} 0 \\ 2e_0 \\ 0 \\ 2e_0 \\ 0 \\ 2e_0 \end{bmatrix}$$

となる。このことから、 $e_1 = e_2 = 0$ であるとき、
 $|c_0| = |c_1| = |c_2|$
となることは明白であり、
(c_0, c_1, c_2)

が多相直交系列であるとき、
($a_0, a_1, a_2, a_0, a_1, a_2$)

の自己相関関数と、

($w_0^0 a_0, w_0^1 a_1, w_0^2 a_2, w_0^3 a_0, w_0^4 a_1, w_0^5 a_2$)

の自己相関関数とが-2、-1、1、2のシフトにおいて、サイドローブを持たないことを意味する。この結論については、容易に導き出すことができる。

【0010】《検出サイドローブも相互チャネル干渉も持たない近似同期CDMA》また、上述した式(2)における(1、1、 w_3)が多相直交系列であるため、これが A_1 用のマッチドフィルタに入力される場合、擬似周期系列 A_1 は、-2、-1、1、2のシフトにおいて、サイドローブを持たない。また、長さ12+2Lで擬似周期12の他の擬似周期系列 A_1 が A_1 用のマッチドフィルタに入力した場合、前記フィルタから出力される出力信号が-Lシフト期間からLシフト期間において、0になる。したがって、前記相互チャネル干渉が近似同期する場合に、シフト量が微小なとき、サイドローブが検出されず、相互チャネル干渉も持たないCDMA通信システムを実現することができる。そこでは、信号と干渉との間の相違は-LからLの範囲内となる。

【0011】《サイドローブも相互チャネル干渉も持たない近似同期CDMAシステムのための2相あるいは4相信号の設定方法》また、周期ポイントDFTマトリックスを使用することにより、直交系列を多相周期系列に変換することができ、また前記同期ポイントDFTマトリックスを使用することにより、多相周期系列を直交系

列に変換することができる。したがって、前記周期ポイントDFTマトリックスを使用することにより、1つの多相直交系列を他の多相直交系列に変換することができる。ここで、 $(1, j)$ が直交系列であることから、次式に示す H_1 は循環型の単位マトリックスになる。

【数12】

$$H_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

同様に、以下に示す各マトリックスにおける8つの列は、ユークリッド空間における超正多面体を含む。

【数13】

$$\begin{aligned} \sqrt{2}H_1 &= \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \\ j\sqrt{2}H_1 &= \begin{bmatrix} j & -1 \\ -1 & j \end{bmatrix} \\ -\sqrt{2}H_1 &= \begin{bmatrix} -1 & -j \\ -j & -1 \end{bmatrix} \\ -j\sqrt{2}H_1 &= \begin{bmatrix} -j & 1 \\ 1 & -j \end{bmatrix} \end{aligned}$$

ここで、

【数14】

$$\begin{aligned} \sqrt{2}F_2H_1 &= \begin{bmatrix} W_8^1 & W_8^1 \\ W_8^7 & W_8^3 \end{bmatrix} \\ j\sqrt{2}F_2H_1 &= \begin{bmatrix} W_8^3 & W_8^3 \\ W_8^1 & W_8^5 \end{bmatrix} \\ -\sqrt{2}F_2H_1 &= \begin{bmatrix} W_8^5 & W_8^5 \\ W_8^3 & W_8^7 \end{bmatrix} \\ -j\sqrt{2}F_2H_1 &= \begin{bmatrix} W_8^7 & W_8^7 \\ W_8^5 & W_8^1 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

における各々の列が直交系列であることから、次式に示す如く各ユーザ用に、信号空間における超正多面体を含む8つの4相コードワードを用意する。

【0012】

【数15】

$$\begin{aligned} \sqrt{3}F_8^{-1} &= \begin{bmatrix} W_8^1 & W_8^1 & W_8^3 & W_8^3 & W_8^5 & W_8^5 & W_8^7 & W_8^7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ W_8^7 & W_8^3 & W_8^1 & W_8^5 & W_8^3 & W_8^7 & W_8^5 & W_8^1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & -1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \end{bmatrix} \\ &= [y_{00} \ y_{01} \ y_{02} \ y_{03} \ y_{04} \ y_{05} \ y_{06} \ y_{07}] \end{aligned}$$

【0013】

【数16】

$$\begin{aligned}
& \sqrt{3} F_0^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_8^1 & w_8^1 & w_8^3 & w_8^3 & w_8^5 & w_8^5 & w_8^7 & w_8^7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_8^7 & w_8^3 & w_8^1 & w_8^5 & w_8^3 & w_8^7 & w_8^5 & w_8^1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_{24}^0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_{24}^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_{24}^8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{24}^{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & w_{24}^{16} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & w_{24}^{20} & 0 \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \end{bmatrix} \\
& = [y_{10} \ y_{11} \ y_{12} \ y_{13} \ y_{14} \ y_{15} \ y_{16} \ y_{17}]
\end{aligned}$$

【0014】

【数17】

$$\begin{aligned}
& \sqrt{3} F_0^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_8^1 & w_8^1 & w_8^3 & w_8^3 & w_8^5 & w_8^5 & w_8^7 & w_8^7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ w_8^7 & w_8^3 & w_8^1 & w_8^5 & w_8^3 & w_8^7 & w_8^5 & w_8^1 \\ w_{24}^0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & w_{24}^4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & w_{24}^8 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{24}^{12} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & w_{24}^{16} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & w_{24}^{20} & 0 \end{bmatrix} \\
& = \begin{bmatrix} 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \\ 1 & j & j & -1 & -1 & -j & -j & 1 \\ j & 1 & -1 & j & -j & -1 & 1 & -j \end{bmatrix} \\
& = [y_{20} \ y_{21} \ y_{22} \ y_{23} \ y_{24} \ y_{25} \ y_{26} \ y_{27}]
\end{aligned}$$

【0015】これにより、各信号セット $[y_{10}, y_{11}, \dots, y_{17}]$ が自らの搬送手段となる4相信号セットであることが分かる。一方、相互チャネル干渉

は、搬送手段としての多相信号として現われることから、全システムが近似同期している場合、相互チャネル干渉は、受信機側のフィルタ出力に何の影響も与えな

い。なお、4相信号を設定するために、(1, j) に代えて、

$$(1, 1, 1, -1)$$

$$(1, 1, 1, 1, 1, j, -1, -j, 1, -1, 1, -1, 1, -j, -1, j)$$

あるいは

$$(1, 1, 1, 1, 1, j, -1,$$

$$j, 1, -1, 1, -1, 1, j, -1, j)$$

などの4相直交系列を用いることができる。また、2相信号を設定するため、2相直交系列(1, 1, 1, -1)を用いることもできる。

【0016】《相互チャネル干渉を持たないが、検出サイドロープを持つ近似同期CDMAシステムのための2相あるいは4相信号の設定》また、検出サイドロープが許容される場合、任意の2相あるいは4相コードが使用可能になる。

【数18】

$$x_i = \begin{bmatrix} x_{i,0} \\ x_{i,0} \\ \vdots \\ x_{i,N-1} \end{bmatrix}$$

を長さNの2相あるいは4相コードにおけるコードワードとすると、直交系列 $F_N x_i$ を前記式(2)における基本直交系列として用いることができる。これにより、得られた信号のそれぞれが、自らの搬送手段となる2相あるいは4相信号となる。すなわち、現在の任意のコードが、これまで説明した信号設定のために使用することができる。

【0017】《4相信号のための $\pi/4$ 回転》さらに、4相信号を複素平面において、 $\pi/4$ 回転させることにより、

$$(1, j, -1, -j)$$

を含む4相信号から、

【数19】

$$\left(\frac{1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}} \right)$$

を含む4相信号を得ることができる。装置の構成上、場合によっては、先の4相信号の方が後の4相信号より、好適になる。例えば、実数部および虚数部を有する信号が2相である場合、見方によっては、より装置構成を簡単にすることができる。

【0018】以下、図面を参照しながら、上述した基本技術を使用した本発明による2相・4相変調スペクトル歯状拡散通信方式について詳述する。図1は本発明による2相・4相変調スペクトル歯状拡散通信方式の一

形態例を適用した通信システムの一例を示すブロック図である。この図に示す通信システム1は、伝送路4を介して、送信機2と、受信機3との間で通信を行なう際、送信側において、2相または4相のチップからなる基本系列を準備し、この基本系列を1個ないし複数個、繰り返して得られる、スペクトラムが歯状になる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の1ないし複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側では、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて、これを復調する。また、この際、予め決められた周波数の搬送波、すなわち送信者と受信者の立場から見て、自分たちで使用する決めた周波数の搬送波を利用して、2相信号または4相信号を送受信したとき、他の搬送波を送受信する利用者が前記搬送波を使用した2相信号または4相信号を送受信しても、これらが2相信号、4相信号であるにもかかわらず、自分たちにとっては、「近似同期の条件の下で、チャネル干渉の無い干渉信号となる多相信号」と見なせることを利用して、各ユーザに、それぞれの搬送波における2相信号または4相信号を割り当てる。

【0019】以下、この通信システム1で使用される搬送波と、2相信号(または、4相信号)とについて、詳細に説明する。今、図2(a)、(b)に示す如く上述した設計手法で設計された、サイドロープを持たない主パルスのみで構成される信号として、スペクトラムを拡散させた信号 S_1 があると仮定し、この信号 S_1 を5回、繰り返して信号“ $S_1 S_1 S_1 S_1 S_1$ ”を生成すると、この信号“ $S_1 S_1 S_1 S_1 S_1$ ”のスペクトルが、図3に示すように、各スペクトラムの幅“1”に対して、空白部分の幅が“4”になる歯状になる。この際、図3から明らかなように、信号 S_1 の長さが8であれば、パルス数が“8”になることから、この信号“ $S_1 S_1 S_1 S_1 S_1$ ”を少しずつ周波数が異なる5種類の搬送波に乗せると、図4(a)~(e)に示す如く各信号のスペクトラムが互いに重ならない状態になる。また、信号 S_1 を4相信号にすることにより、送信者側では、4相信号を使用して、容易に送信信号を生成することができることから、送信機2の構成を簡素化して、送信機2の製造コストを下げることができる。

【0020】特に、次式に示す如く各信号の位相を45度ずつ、ずらした4相信号にすると、実部と、虚部とが共に、

【数20】

$$\left(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{-1}{\sqrt{2}} \right) \quad \dots (3)$$

の2値になって、信号を作り易くすることができる。

【数21】

$$\left(\frac{1+j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \right) \quad \dots (4)$$

さらに、他の信号、例えば、次式で表現される信号では、

【数22】

$$Y_{00} = \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ 1 \\ j \\ 1 \\ j \end{bmatrix} \quad \dots (5)$$

スペクトラムが平坦な信号(1, j)を3回、繰り返しているので、図5に示すようなスペクトラムになり、次式で表現される信号では、

【数23】

$$Y_{10} = \begin{bmatrix} W_{24}^0 & \dots & 0 & 0 \\ & W_{24}^4 & \dots & 0 \\ & & W_{24}^8 & \\ & & & W_{24}^{12} \\ 0 & \dots & & W_{24}^{16} \\ 0 & 0 & \dots & W_{24}^{20} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ 1 \\ j \\ 1 \\ j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_{24}^0 \\ W_{24}^4 j \\ W_{24}^8 \\ W_{24}^{12} j \\ W_{24}^{16} \\ W_{24}^{20} j \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

$$\text{但し、} W_{24} : W_{24} = \exp \left(\frac{2\pi j - 1}{24} \right)$$

$$Y_{03} = \begin{bmatrix} -j \\ 1 \\ -j \\ 1 \\ -j \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots (9)$$

$$Y_{04} = \begin{bmatrix} j \\ 1 \\ j \\ 1 \\ j \\ 1 \end{bmatrix} \quad \dots (10)$$

【0021】図6に示すようなスペクトラムになる。また、

【数24】

$$Y_{01} = \begin{bmatrix} j \\ -1 \\ j \\ -1 \\ j \\ -1 \end{bmatrix} \quad \dots (7)$$

$$Y_{02} = \begin{bmatrix} -1 \\ -j \\ -1 \\ -j \\ -1 \\ -j \end{bmatrix} \quad \dots (8)$$

【0022】

【数25】

【0023】

【数26】

$$Y_{05} = \begin{bmatrix} -1 \\ j \\ -1 \\ j \\ -1 \\ j \end{bmatrix} \quad \dots (11)$$

$$Y_{06} = \begin{bmatrix} -j \\ -1 \\ -j \\ -1 \\ -j \\ -1 \end{bmatrix} \quad \dots (12)$$

【数27】

$$Y_{07} = \begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ 1 \\ -j \\ 1 \\ -j \end{bmatrix} \quad \dots (13)$$

【0024】として、 $[Y_{00}, Y_{01}, Y_{02}, Y_{03}, Y_{04}, Y_{05}, Y_{06}, Y_{07}]$ を1人のユーザに割り当てると、 $Y_{00} \sim Y_{07}$ のどれが送信されたかを検出するだけで、一度に3ビットの通信を行なうことができる。この場合、 $Y_{00} \sim Y_{07}$ は、通信空間で、超正多面体となる理想的な符号語になっている。さらに、

【0025】

【数28】

$$\begin{bmatrix} Y_{10} & Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} & Y_{17} \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} W_{24}^0 & \dots & 0 & 0 \\ W_{24}^4 & \dots & 0 \\ W_{24}^8 & & & \\ & W_{24}^{12} & & \\ 0 \dots & W_{24}^{16} & & \\ 0 & 0 \dots & W_{24}^{20} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} Y_{00} & Y_{01} & Y_{02} & Y_{03} & Y_{04} & Y_{05} & Y_{06} & Y_{07} \end{bmatrix} \quad \dots (14)$$

として、もう1人のユーザに、 $[Y_{10}, Y_{11}, Y_{12}, Y_{13}, Y_{14}, Y_{15}, Y_{16}, Y_{17}]$ を割り当てると、先のユーザとスペクトル干渉なしに、このユーザに、先のユーザと同様な、3ビットずつの通信を行なわせることができる。この場合、両方のユーザとも、それぞれの搬送波の4相信号を用いている。そして、以上の説明した通信方法と、「擬周期系列」の考え、すなわち2相または4相のチップからなる基本系列（例えば、信号 S_1 など）

を準備し、この基本系列を1ないし複数個、繰り返して得られる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の1ないし複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側において、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて、これを復調するという考えとを用いて、図7に示す信号Aに基づき、図8に示す信号A'を作って、これを送信し、受信時に、信号Aの整合フィルタを

用いて、これを復調することにより、近似同期無干渉CDMAを実現する。

【0026】この際、例えば送信機2で、図9に示す如く信号A'を作って、これを送信すれば、この信号A'は信号Aを受信しようとする1つの受信機3、例えば受信局[A]以外の一般受信局[B]にとって、干渉信号となる。受信局[B]が信号Aを受ける位相は常に変動するが、図9に示すように受信局[B]の受信復調フレーム周期の位相と、信号Aの位相差が± π 秒以下で、信号Aの一部A'が受信局[B]の逆拡散系列の位相と合致している仮定すると、受信局[B]は信号A'を復調した場合、信号A'は受信局[B]から見ると、信号Aの周期系列の1周期を取り出した信号であるから、受信局[B]の逆拡散系列Bと信号A'は直交するので、受信局[B]の整合フィルタ出力には、信号A'が干渉成分として発生しないことになる。一方、受信局[A]は信号Aの整合フィルタを用いて信号Aのみを検出し、受信局[B]宛の信号Bが同様なフレーム構成をとり、その一部B'を受信しても、信号Aの整合フィルタに出力として生じない。このようにして、近似同期無干渉CDMAを実現する。

(1, j)

または次式に示す4相信号などを使用して通信を行なうようにしても良い。

$$\left. \begin{array}{l} (1, 1, 1, -1) \\ (1, 1, 1, 1, 1, j, -1, \\ -j, 1, -1, 1, -1, 1, -j, -1, j) \\ (1, 1, 1, 1, 1, -j, -1, \\ j, 1, -1, 1, -1, 1, j, -1, -j) \end{array} \right\} \dots (16)$$

このようにしても、これらの2相信号、4相信号のスペクトラムが平坦になることから、上述した形態例と同様な効果を得ることができる。

【0029】また、上述した形態例では、無干渉CDMAを実現する際、直交系列の信号 S_1 を繰り返して、信号“ $S_1 S_1 S_1 S_1 S_1$ ”を生成しているが、信号 S_1 を繰り返せば、スペクトラムが櫛歯状になることから、このような直交系列以外の基本系列信号を繰り返して、送信信号を生成するようにしても良い。また、上述した形態例では、直交系列の信号 S_1 を使用して、櫛歯状になったスペクトラムの各頭を平坦に揃え、送受信信号として、望ましい性質を確保するようにしているが、このような通常の直交系列の信号 S_1 に代えて、多相直交系列（絶対値が一定の直交系列）の信号 S_1 を使用し、受信機3側で受信信号の自己相関関数を求めたとき、メインパルスに近い部分のサイドローブが零になるようにしても良い。このようにすることにより、送信機2側から送信された送信信号が複数の経路を介して受信機で受信されたときでも、マルチパスのパルスと、メイ

【0027】このように、この形態例では、伝送路4を介して、送信機2と、受信機3との間で通信を行なう際、送信側において、2相または4相のチップからなる基本系列を準備し、この基本系列を1個ないし複数個、繰り返して得られる、スペクトラムが櫛歯状になる有限長周期系列の前部外側と後部外側に該有限長周期系列の後部と前部の1ないし複数チップを複製して付加することにより、拡張送信フレームを構成し、受信側では、拡張前の該有限長周期系列の整合フィルタを用いて、これを復調するようにしたので、多相信号を用いたときに比べて、2相信号または4相信号を使用した分だけ、通信装置の構成を簡単にし、装置コストを低減することができる。

【0028】また、この形態例では、通信方法と、「擬周期系列」の考え方を併用して、送信対象となる信号Aに基づき、信号A'を作って、これを送信し、受信時に、前記信号Aの整合フィルタを用いて、受信信号を再生するようにしているので、近似同期無干渉CDMAを安価に実現することができる。また、上述した形態例においては、式(3)などに示す4相信号を使用して、通信を行なうようにしているが、次式に示す2相信号、

…(15)

【数29】

ンパルスとを区別を容易にして、耐マルチパス性を向上させることができる。

【0030】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、請求項1では、2相信号または4相信号を使用することによって、通信装置の構成を簡単にすることができる。また、請求項2では、2相信号または4相信号を使用して、各ユーザ毎に異なる搬送波を割り当てることができる。また、請求項3では、2相信号または4相信号を使用して、受信側の整合フィルタから出力される信号中の主パルス近傍にサイドローブが発生しないようにすることができる。また、請求項4では、2相信号または4相信号を使用して、複数の符号語を作ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による2相・4相変調スペクトル櫛歯状拡散通信方式の一形態例を適用した通信システムの一例を示すブロック図である。

【図2】(a)及び(b)は図1に示す通信システムで使用される基本信号のスペクトラム例、波形例を示す図

である。

【図3】図2に示す信号を繰り返した信号のスペクトラム例を示す図である。

【図4】(a)乃至(e)は図3に示す信号を各周波数の搬送波で送信したときのスペクトラム例を示す図である。

【図5】図1に示す通信システムで使用される他の基本信号のスペクトラム例を示す図である。

【図6】図1に示す通信システムで使用される他の基本信号のスペクトラム例を示す図である。

【図7】図1に示す通信システムで使用される擬同期信号のベースとなる信号の一例を示す模式図である。

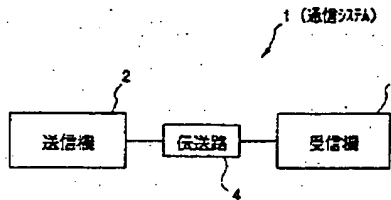
【図8】図7に示す信号の擬同期信号例を示す模式図である。

【図9】図8に示す擬同期信号の効果を説明するための模式図である。

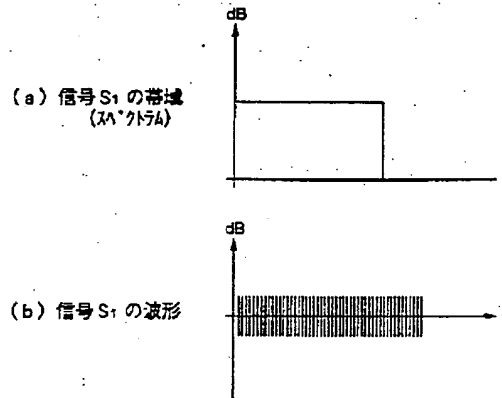
【符号の説明】

1…通信システム、2…送信機、3…受信機、4…伝送路

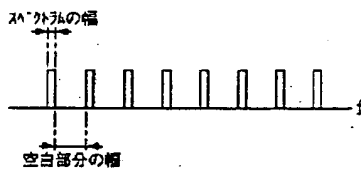
【図1】



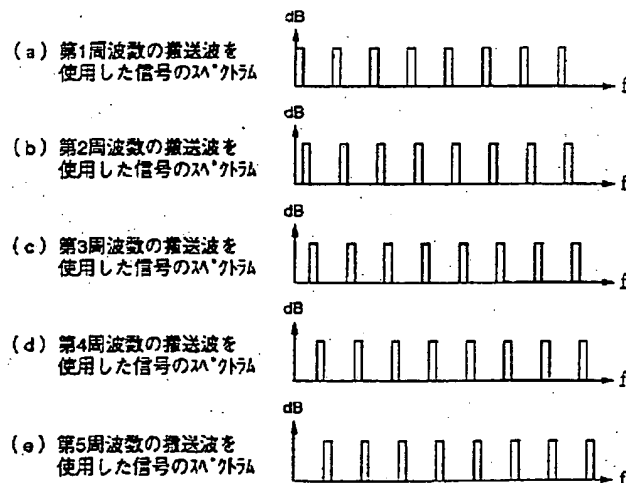
【図2】



【図3】



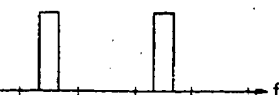
【図4】



【図5】



【図6】



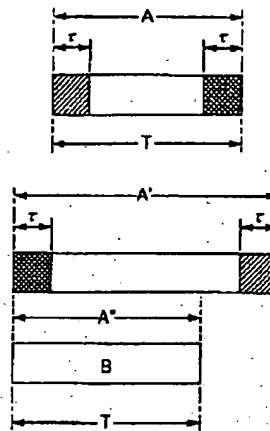
【図7】

信号A = 

【図8】

信号A' = 

【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 畔柳 功芳
東京都東大和市桜ヶ丘3-44-14

(72)発明者 内藤 敏勝
神奈川県高座郡寒川町小谷二丁目1番1号
東洋通信機株式会社内

THIS PAGE BLANK (uspto)